

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 03-265495

(43)Date of publication of application : 26.11.1991

(51)Int.Cl.

H02P 7/63  
H02M 7/48

(21)Application number : 02-063803

(71)Applicant : HITACHI LTD  
HITACHI BUILDING SYST ENG &  
SERVICE CO LTD  
HITACHI ENG CO LTD

(22)Date of filing : 14.03.1990

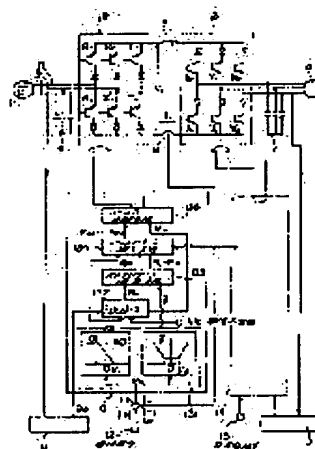
(72)Inventor : HOKARI SADA O  
INABA HIROMI  
ANDO TAKEYOSHI  
KONYA MASAHIRO  
OUCHI NAOYUKI

## (54) POWER CONVERTER, PWM CONTROLLER THEREFOR, AND INDUCTION MOTOR CONTROLLER

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To drive a main switching element while matching with a real PWM pulse pattern by subjecting the ON pulse width of the switching element to subtraction correction by an amount corresponding to turn OFF time of the switching element.

**CONSTITUTION:** A converter 2 connected with an AC three-phase power supply 1 and an inverter 3 connected with the output of the converter 2 are provided, and an induction motor 4 is subjected to driving control based on the output from the inverter 3. A converter controller 13 and an inverter controller 14 control the converter 2 and the inverter 3 respectively. Other switching elements can not be turned ON before actual turn OFF after turn OFF of the gate pulse of one switching element. Consequently, ON pulse width of the switching element is subjected to subtraction compensation by an amount corresponding to the turn OFF interval. By such arrangement, a real PWM pulse width can be realized.



### LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平3-265495

⑬ Int. Cl.<sup>5</sup>

H 02 P 7/63  
H 02 M 7/48

識別記号

3 0 2 K  
F

庁内整理番号

7531-5H  
8730-5H

⑭ 公開 平成3年(1991)11月26日

審査請求 未請求 請求項の数 10 (全12頁)

⑮ 発明の名称 電力変換装置、電力変換装置のPWM制御装置、誘導電動機の制御装置

⑯ 特 願 平2-63803

⑰ 出 願 平2(1990)3月14日

⑱ 発 明 者 保 莉 定 夫 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内

⑲ 出 願 人 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地

⑲ 出 願 人 日立エレベータサービ  
ス株式会社 東京都千代田区神田錦町1丁目6番地

⑲ 出 願 人 日立エンジニアリング 茨城県日立市幸町3丁目2番1号  
株式会社

⑳ 代 理 人 弁理士 鶴 沼 辰 之 外2名  
最終頁に続く

明 細 書

1. 発明の名称

電力変換装置、電力変換装置のPWM制御装置、  
誘導電動機の制御装置

2. 特許請求の範囲

1. 複数のスイッチング素子をブリッジ接続してなる電力変換主回路と、与えられる出力電力指令に応じて前記スイッチング素子を駆動制御するPWMパルス列を生成するPWMパルス生成手段と、該生成されたPWMパルス列を所定の順序に従って前記スイッチング素子に分配するパルス分配手段とを備えてなる電力変換装置において、前記スイッチング素子の印加電圧を検出する電圧検出手段と、前記PWMパルス列のパルス幅を補正する補正手段とを設け、該補正手段は前記電圧検出手段の検出結果に基づき、転流される一のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあるときは、前記一のスイ

チング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分減算補正し、転流される一のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分加算補正することを特徴とする電力変換装置。

2. 前記ターンオフ時間が一定時間に設定されたことを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

3. 前記スイッチング素子に流れる電流を検出する電流検出手段を設け、前記一のスイッチング素子に流れる検出電流に応じて前記一定時間の設定値を補正することを特徴とする請求項2記載の電力変換装置。

4. 前記スイッチング素子に流れる電流を検出する電流検出手段を設け、前記一のスイッチング素子に流れる検出電流に応じて前記ターンオフ時間を設定することを特徴とする請求項1記載

の電力変換装置。

5. 前記電圧検出手段は、前記電力変換主回路の交流端の電圧位相を検出し、該検出された電圧位相と前記PWMパルス列のパルス出力順序から定まる前記スイッチング素子の印加電圧を検出するものであることを特徴とする請求項1, 2, 3, 4いずれかに記載の電力変換装置。
6. 前記電圧検出手段は、前記スイッチング素子の端子電圧を検出するものであることを特徴とする請求項1, 2, 3, 4いずれかに記載の電力変換装置。
7. 前記電流検出手段は、前記電力変換主回路の入力端と出力端の少なくとも1箇所の電流を検出することにより、前記スイッチング素子の電流を検出するものであることを特徴とする請求項1, 2, 3, 4, 5, 6いずれかに記載の電力変換装置。
8. それぞれ複数のスイッチング素子をブリッジ接続してなるコンバータと該コンバータの出力に接続されたインバータと、与えられる出力電

流素子とその転流時に順バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分加算補正することを特徴とする電力変換装置。

9. 請求項8記載の電力変換装置を備え、前記コンバータが誘導電動機の電流指令に基づいて駆動され、前記インバータが前記誘導電動機の周波数指令に基づいて駆動されることを特徴とする誘導電動機の制御装置。
10. 複数のスイッチング素子をブリッジ接続してなる電力変換主回路の前記スイッチング素子と、与えられる出力電力指令に応じて駆動制御するPWMパルス列を生成するPWMパルス生成手段と、該生成されたPWMパルス列を所定の順序に従って前記スイッチング素子に分配するパルス分配手段とを備えてなる電力変換装置の制御装置において、前記スイッチング素子の印加電圧を検出する電圧検出手段と、前記PWMパルス列のパルス幅を補正する補正手段とを設け、該補正手段は前記電圧検出手段の検出結果に基づ

き、転流される一のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分減算補正し、転流される一のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分加算補正することを特徴とする電力変換装置のPWM制御装置。

### 3. 発明の詳細な説明

#### 〔産業上の利用分野〕

本発明は、主スイッチング素子として自己消弧素子を用いてなるコンバータやインバータなどの電力変換装置に係り、特に主スイッチング素子を駆動制御して所望の電力変換を行なわせる制御装置に関する。

## 〔従来の技術〕

インバータ装置は電圧、電流、周波数を可変で  
ることから、誘導電動機の駆動・制御装置等に  
広く用いられている。例えば、エレベータの巻上  
げ機駆動用の誘導電動機を制御する装置として、  
インバータ装置が用いられている。

一般に、インバータ装置などの電力変換装置は、  
スイッチング素子をブリッジ接続して変換主回路  
を形成し、それらのスイッチング素子をパルス幅  
変調(PWM)方式のゲートパルスによりオン・  
オフ駆動して、所望の電圧又は電流の交流出力や  
直流出力を得るようにしている。例えば、文献  
「半導体電力変換回路、P211～P215(電  
気学会)1987年3月31日発行」に記載さ  
れたものによれば、あらかじめ記憶装置に記憶し  
た正弦波PWMパルス列を、電圧周波数又は出力  
する周波数に応じて読み出し、PWMパルスを発  
生する方式の制御装置が知られている。

また、特願昭61-2876号公報に記載の制  
御装置は、ワンチップマイクロコンピュータを用

いて、基準となる正弦波データを記憶し、このデ  
ータを基に正弦波PWMパルスを演算して求める  
方式を採用している。なお、特開昭56-496  
93号公報、特開昭62-114472号公報、  
特開昭62-207173号公報に記載されてP  
WMパルス制御についても、上記と同様な方式を  
採用している。

## 〔発明が解決しようとする課題〕

しかしながら、上記従来技術におけるPWMパ  
ルスの作成方法は、電力変換主回路を構成するパ  
ワートランジスタなどの主スイッチング素子に加  
わっている電圧や、主スイッチング素子に流れて  
いる電流の大きさが配慮されていない。

すなわち、電力変換主回路のトランジスタ等の  
主スイッチング素子は、そのバイアス状態により  
転流条件が異なってくる。また、電流の大きさ  
により主スイッチング素子のオフ時間が異なっ  
てくる。そのため、ゲートに与えるPWMパルスと一  
致した駆動が行えないという問題があった。した  
がって、従来の制御装置では、駆動される電力変

換主回路の出力電流・電圧をPWMパルスパター  
ン生成時に期待したような精度のよい正弦波にす  
ることが困難である。これによって、制御される  
誘導電動機にはトルクリブルが発生するとともに、  
エレベーターに適用した場合には振動要因となる  
不具合がある。

本発明の目的は、上記従来の問題点を解決す  
ること、言い換えれば、主スイッチング素子を真の  
PWMパルスパターンに一致させて駆動すること  
ができる電力変換の制御装置およびこれを用いて  
なる電力変換装置を提供することにある。

## 〔課題を解決するための手段〕

本発明の電力変換装置は、上記目的を達成す  
るため、複数のスイッチング素子をブリッジ接続し  
てなる電力変換主回路と、与えられる出力電力指  
令に応じて前記スイッチング素子を駆動制御する  
PWMパルス列を生成するPWMパルス生成手段  
と、該生成されたPWMパルス列を所定の順序に  
従って前記スイッチング素子に分配するパルス分  
配手段と、前記スイッチング素子の印加電圧を検

出する電圧検出手段と、前記PWMパルス列のパ  
ルス幅を補正する補正手段とを備え、該補正手段  
は前記電圧検出手段の検出結果に基づき、転流さ  
れる一のスイッチング素子とその転流時に順バイ  
アスにあり、該スイッチング素子の次に転流され  
る他のスイッチング素子とその転流時に逆バイア  
スにあるときは、前記一のスイッチング素子のオ  
ンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時  
間分減算補正し、転流される一のスイッチング素  
子とその転流時に逆バイアスにあり、該スイッ  
チング素子の次に転流される他のスイッチング素  
子とその転流時に順バイアスにあるときは、前記一  
のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッ  
チング素子のターンオフ時間分加算補正することを  
特徴とする。

## 〔作用〕

このように構成されることから、本発明によれ  
ば、次の作用により上記目的が達成される。

転流される一のスイッチング素子とその転流時  
に順バイアスにあり、該スイッチング素子の次に

転流される他のスイッチング素子があるときは、前記一のスイッチング素子のゲートパルスがオフしてから実際にターンオフするまで、前記逆バイアスにある他のスイッチング素子はターンオンできない。したがって、前記一のスイッチング素子のオン時間はターンオフ時間分だけ長くなり、一方前記他のスイッチング素子のオン時間はその分短くなる。そこで、本発明は、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分減算補正することにより、それらのスイッチング素子のオン時間を真のPWMパルスのパルス幅に一致させているのである。

また、転流される一のスイッチング素子があるときは、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子があるときは、上記と同様に逆バイアスにある前記一のスイッチング素子のターンオンが遅れる一方、ターンオフは順バイアスにある他のスイッチング素子が速やかにターンオン

することから遅れない。したがって、前記一のスイッチング素子のオン時間はターンオフ時間分だけ短くなる。そこで、本発明は、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分加算補正することにより、真のPWMパルスのパルス幅に一致させているのである。

これにより、生成された真のPWMパルス列のパルス幅に一致させてスイッチング素子が駆動されるので、リップルなどの少ない所望の正弦波状の出力電圧、電流、または直流電圧、電流をうることができるのである。

#### 〔実施例〕

以下、本発明を実施例に基づいて説明する。

第1図に本発明を適用してなる電流形電力変換装置のブロック構成図を示す。本実施例の電力変換装置は、図示のように、3相の交流電源1に接続されるコンバータ2と、このコンバータ2の出力に接続されたインバータ3とを有してなり、インバータ3の出力により例えば誘導電動機4を駆

動制御するものである。コンバータ2はスイッチング素子 $R_p, S_p, T_p, R_n, S_n, T_n$ をブリッジ接続してなり、同様にインバータ3はスイッチング素子 $U_p, V_p, W_p, U_n, V_n, W_n$ をブリッジ接続してなる。各スイッチング素子は公知の自己消弧形スイッチング素子が適用可能であり、図示例はパワートランジスタとダイオードからなるトランジスタモジュールを用いた例を示す。以下、本実施例の説明上、各スイッチング素子をトランジスタと呼び代えて説明する。コンバータ2とインバータ3の接続部には平滑リアクトル5が挿入されている。コンバータ2とインバータ3の交流端にそれぞれ平滑コンデンサ6、7が接続されている。

上記のコンバータ2とインバータ3を制御するため、それぞれコンバータ制御装置13とインバータ制御装置14とが設けられている。コンバータ制御装置13は、電圧ゼロクロス検出器8から交流電源1の各相のゼロクロス検出信号 $\theta$ が入力され、また直流電流検出器9により検出された

コンバータ出力電流 $I_d$ と与えられる電流指令 $I_{dr}$ との偏差が電圧指令 $v_a$ として入力され、さらに交流電源1の角周波数 $\omega_c$ が入力され、これらに基づいて前記トランジスタ $R_p \sim T_n$ を駆動するPWMパルス生成する。一方、インバータ制御装置14は、電圧ゼロクロス検出器10からインバータ出力電圧の各相のゼロクロス検出信号と周波数指令 $11$ とが入力され、これらに基づいて前記トランジスタ $U_p \sim W_n$ を駆動するPWMパルス生成する。コンバータ制御装置13とインバータ制御装置14は、それぞれワンチップマイコンにより形成されている。

次に、コンバータ制御装置13の詳細な機能構成を動作とともに説明する。第1図に示すように、コンバータ制御装置13は関数発生手段131と、総合位相作成手段132と、PWMパルスのパルスパターン演算手段133と、パルスパターン補正手段134と、パルス分配手段135とを含んで構成される。前記関数発生手段131は電圧指令 $v_a$ を取り込み、通流率指令 $\gamma$ と位相指令 $\alpha$ を

発生する。この場合において、電圧指令 $v_a$ の絶対値が小さい領域では位相制御が動作し、 $v_a$ の絶対値が大きい領域ではパルス幅制御が動作する。総合位相作成手段132は、電源1の周波数指令 $\omega_c$ をトランジスタ $R_p \sim T_n$ のチョッピング周期に対応する $T_c (= \Delta t)$ ごとに加算して、今回制御周期の位相 $\theta = \int \omega_c \cdot \Delta t$ を求め、これから位相指令 $\alpha$ を減算して、総合位相指令 $\theta_r$ を求める。ここで、位相 $\theta$ は交流電源1の相電圧の電気角であり、電圧ゼロクロス検出器8の出力に応じ電源同期補正(相電圧の電気角 $60^\circ$ 毎の補正)を行っているので、相電圧と一致した位相となる。パルスパターン演算手段133は、前記総合位相指令 $\theta_r$ と通流率指令 $\gamma$ から、PWMパルスを作成する演算処理を行う。この処理内容について第2図と第3図を用いて説明する。

始めに、総合位相指令 $\theta_r$ を第2図に示すように、 $60^\circ$ 毎の6つの制御モードMDに分割し、各制御モード毎に $0^\circ \sim 60^\circ$ で表わすパルスパターン位相指令 $\theta_p$ に変換する。すなわち、制御

モードM1( $0 \leq \theta_r < 60^\circ$ )でのパルスパターン位相指令 $\theta_p$ は $\theta_p = \theta_r$ 、制御モードM2( $60^\circ \leq \theta_r < 120^\circ$ )での $\theta_p$ は $\theta_p = \theta_r - 120^\circ$ の変換を行う。同様にして各制御モードに対応する $\theta_p$ を求めることができる。次に、第3図の(a)はパルスパターン位相指令 $\theta_p$ に対応する正弦波データ $H_u, H_v, H_w$ を示している。この正弦波データから同図(b)に示すパルスパターン $P_u, P_v, P_w$ を求める。ここで、パルスパターン $P_u, P_v, P_w$ のパルス幅 $T_u, T_v, T_w$ は次式の関係の演算で求める。

$$T_u = \gamma \cdot H_u(\theta_p) \cdot T_c$$

$$T_v = \gamma \cdot H_v(\theta_p) + (1 - \gamma) \cdot T_c$$

$$T_w = \gamma \cdot H_w(\theta_p) \cdot T_c$$

なお、パルスパターンの出力順序は図示の方法に限定されるものではないが、以下の説明では図示のように $P_v, P_w, P_u$ の順序で出力されるものとして説明する。

以上のようにして演算されたパルスパターン $P_u, P_v, P_w$ を補正する本発明の特徴部のパル

スパターン補正手段134に移行するが、説明の都合上パルス分配手段135を先に説明する。なお、ここでは、パルス分配手段135に入力される補正後のパルスパターン $P_{uh}, P_{vh}, P_{wh}$ を補正前のパルスパターン $P_u, P_v, P_w$ におきかえて説明を行う。

さて、パルス分配手段135では制御モードMD(M1~M6)にもとづいて、パルスパターン $P_u, P_v, P_w$ を第4図に示すような分配処理を行う。図において制御モードM1ではトランジスタ $R_p, S_p, T_p$ にそれぞれ $P_u, P_v, P_w$ のパルスパターンを割り当てる。また、この制御モードM1の期間、トランジスタ $R_n, T_n$ にはオフ信号を、トランジスタ $S_n$ にはオン信号を割り当てる。また、制御モードM2ではトランジスタ $R_n, S_n, T_n$ に対し、 $P_v, P_w, P_u$ のパルスパターンを割り当てるとともに、トランジスタ $R_p$ にはオン信号、トランジスタ $S_p, T_p$ にはオフ信号を割り当てる。以下、同様に各制御モードに対応する図示のパルスパターンを各トランジスタに

割り当てることにより、トランジスタには第5図に示す正弦波PWMパルスが与えられる。

以上のようにコンバータ制御装置13で作成された正弦波PWMパルスによりトランジスタ $R_p \sim T_p, R_n \sim T_n$ が駆動される。しかし、トランジスタはコレクタ・エミッタ間の印加電圧の状態如何でオン期間が異なるため、前記パルスパターンに一致した駆動が行えない。すなわち、順バイアス状態(エミッタに対しコレクタの電位が高い場合)では、トランジスタに与えられるゲートパルス(オン信号)とほぼ同時刻でオンする。しかし、逆バイアス状態(エミッタに対しコレクタの電位が低い場合)ではゲートが与えられてもオンすることはできない。この場合は、他のトランジスタがオンすることで電位の移動が生じて順バイアス状態になりオンする。

これらの関係から、ブリッジ回路のトランジスタがターンオン、ターンオフするときの転流動作は、第6図に示すように4つの条件に区分することができる。第6図の条件Bの場合のように、転

流される（オンする）トランジスタがその転流時に順バイアスにあり、そのトランジスタのターンオフにより次に転流される（オンする）トランジスタがその転流時に逆バイアスにあるときは、先のトランジスタが実際にターンオフして順バイアスに戻るまで、次のトランジスタはゲートパルスを与えられてもオンできない。このため、先のトランジスタのオン時間がゲートに与えられる PWM パルスの幅よりも長くなる。一方、同図条件 C の場合のように、転流されるトランジスタがその転流時に逆バイアスにあり、そのトランジスタのターンオフにより次に転流されるトランジスタがその転流時に順バイアスにあるときは、先の逆バイアスのトランジスタは上述と同様遅れてオンされる一方、次に転流されるトランジスタは直ちにオンされるので、先のトランジスタのオン時間が PWM パルスの幅よりも短くなる。

ここで、コンバータ 2 を構成するトランジスタの場合、ターンオンする以前のバイアス状態は第 7 図に示す関係にある。すなわち、トランジスタ

スタのバイアス状態により、トランジスタのオン期間が異なるのである。したがってトランジスタをパルスパターンに同期させて駆動するためには、第 6 図に示す転流条件において、B の場合はパルス幅を減算補正し、C の場合はパルス幅を加算補正する補正を行うことで可能になる。

ここで、転流条件を把握するための各トランジスタのバイアス状態の検出（電圧検出手段）について説明する。各トランジスタのターンオン前に加わる電圧相（線間電圧）は、これまでに説明したようにパルスパターンを出力する順番から分かる。したがって、この電圧相の位相角を検知できればトランジスタのバイアス状態が分かる。そこで、各トランジスタに加わる電圧相の位相角を次のような処理により求める。すなわち、総合位相作成手段 132 において、制御する電圧相の位相  $\theta$  ( $=f\omega \cdot \Delta t$ ) を求めており、この位相  $\theta$  は電圧ゼロクロス検出部 8 からの 3 相交流電源 1 における相電圧の電気角  $60^\circ$  毎に出力される信号  $\theta$  によって修正される。このため、位相  $\theta$  は実

$R_p$  には線間電圧  $e_{rt}$ （トランジスタ  $R_p$  がターンオンする以前にはトランジスタ  $T_p$  がオンしている関係にあるため）が印加されることとなる。したがって、トランジスタ  $R_p$  のバイアス状態は電気角  $30^\circ \sim 210^\circ$  の間順バイアス状態、 $0^\circ \sim 30^\circ$  間及び  $210^\circ \sim 360^\circ$  間、逆バイアス状態にある。同様に他のトランジスタにおいても図示のように、 $180^\circ$  周期で順バイアス状態と逆バイアス（斜線部）状態が生じる。一例として、PWM パルスパターンとトランジスタのオン期間の関係を第 8 図に示す。図示したパターンは電気角  $0^\circ \sim 30^\circ$  間のパターンである。第 7 図に示す関係から、トランジスタ  $R_p$ 、 $S_p$ 、 $T_p$  の転流条件は第 6 図に示す D、C、B にそれぞれ対応する。したがって、トランジスタ  $S_p$  のオン期間はパルスパターン  $P_v$  のパルス幅  $T_v$  に対してトランジスタ  $R_p$  のオフ遅れ  $T_H$  だけ減少する。また、トランジスタ  $T_p$  のオン期間はパルスパターン  $P_v$  のパルス幅  $T_v$  に対してトランジスタのオフ遅れ  $T_H$  だけ増加する。このように、トランジ

スタの電圧位相角と一致した位相角となる。つまり、基準電圧相を第 7 図に示す相電圧  $e_R$  にしたときには、相電圧  $e_R$  の電気角が位相  $\theta$  に一致する。したがって、位相  $\theta$  の値から各トランジスタに加わる電圧の電気角を求め、バイアス状態を検出するようにした。

このようにして、コンバータ 2 を構成する各トランジスタの転流条件（第 6 図）は、パルスパターンを出力する順序（第 4 図）と、オン時前のバイアス状態（第 7 図）の関係から決まる。例えば、制御モード M1 における転流条件を説明すると総合位相指令  $\theta_r$  が  $0 \leq \theta_r < 30^\circ$  間において、パルスパターン  $P_u$  で駆動されるトランジスタの転流条件は第 4 図、第 7 図から分かるように第 6 図に示す D になる。同様にパルスパターン  $P_v$ 、 $P_w$  で駆動されるトランジスタの転流条件はそれぞれ第 6 図に示す C、B にあたる。

また、 $30^\circ \leq \theta_r < 60^\circ$  のパルスパターン  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  で駆動されるトランジスタの転流条件はそれぞれ第 6 図に示す B、C、A にあたる。



以下、制御モード M2～M6 におけるトランジスタの転流条件は制御モード M1 と同一になる。これは第 7 図 (b) に示すようにパルスパターンに対応するトランジスタのバイアス状態が点線で示す各制御モードとも同一であるためである。

上述したパルス幅補正の原理に基づき、パルスパターン補正手段 134 は第 9 図の補正モードと第 10 図に示すフローチャートの手順に沿って、パルスパターン演算手段 133 によって求められたパルスパターンの各パルス幅を補正する。

まず、第 9 図のように、パルス補正を行う領域  $\theta_H (= \theta_P + \alpha)$  は制御モード対応のパルスパターン位相指令の  $60^\circ$  と位相指令  $\alpha$  の  $180^\circ$  を加算した  $240^\circ$  になる。また、パルス補正は、図示するように、5 つのモード (補正モード) に区分される。このことから、パルスパターン補正手段 133 では第 10 図に示す処理手順のようにステップ 1330 でパルスパターン位相指令  $\theta_P$  と制御位相指令  $\alpha$  を加算しパルス補正位相  $\theta_H$  を求める。そして、ステップ 1331～1334 で

パルス補正位相  $\theta_H$  から補正モードを判定し、補正モードに対応するパルス幅補正処理ステップ 1335～1339 に移行する。例えば、 $\alpha = 0^\circ$ 、 $\theta_P = 10^\circ$  の条件では  $\theta_H = 10^\circ$  でありステップ 1331 の判定処理からステップ 1335 の補正モード H1 の下記の演算を行う。

$$T_{UH}(P_{UH}) = T_U(P_U)$$

$$T_{VH}(P_{VH}) = T_V(P_V) + T_H$$

$$T_{WH}(P_{WH}) = T_W(P_W) - T_H$$

ここで、 $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  は、補正前のパルスパターン、 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  はパルスパターン  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  のパルス幅、 $P_{UH}$ 、 $P_{VH}$ 、 $P_{WH}$  は補正後のパルスパターン、 $T_{UH}$ 、 $T_{VH}$ 、 $T_{WH}$  はパルスパターン  $P_{UH}$ 、 $P_{VH}$ 、 $P_{WH}$  のパルス幅、 $T_H$  はパルス補正值である。

以下、同様に補正モードに対応した図示の演算を行い、パルス幅補正処理を終了し、パルス分配手段 135 の処理に移行する。

第 11 図にパルス幅補正したパルスパターンにより駆動されるトランジスタのオン期間の一例を

示す。条件は制御位相指令  $\alpha = 0$  で  $\theta_P = 0 \sim 30^\circ$  の間である。同図 (a) は補正前のパルスパターン、同図 (b) は補正後のパルスパターン、同図 (c) は (b) に示す補正後のパルスパターンにより駆動されるトランジスタのオン期間を示す。図示のごとく、トランジスタは補正後のパルスパターンで駆動することにより、あらかじめ演算した (a) に示すパルスパターン (出力を正弦波状に制御するようにしたパターン) と同一のオン期間が得られる。

このように、トランジスタに加わる電圧の状態 (バイアス状態) に応じて正弦波 PWM パルスのパルス幅を補正することにより、正弦波状の出力電圧・電流が得られる。以上、コンバータ制御装置 13 で作成する PWM パルスについて、説明したが、インバータ制御装置 14 で作成する PWM パルスについても同一である。

また、トランジスタに加わる電圧検出手段は電力変換主回路の交流入力端電圧を検出し、かつトランジスタの駆動順序を基に検出する方式とした

が、これに限定されることなく、トランジスタの端子電圧を直接検出してもよい。

また、パルスパターンのパルス幅の補正は、トランジスタのバイアス状態による補正方法に加え、トランジスタに流れる電流の大きさによりパルス幅の補正值  $T_H$  を変えるようにすることが望ましい。すなわち、トランジスタのオフ遅れはトランジスタに流れる電流の大きさに依存するとともに、このオフ遅れは逆バイアス状態のトランジスタに転流するときのトランジスタのオフ時に生ずる。

そこで、まずトランジスタのオフ遅れを  $T_d(i)$  としたとき、 $T_d(i)$  を関数あるいはデータとしてあたえておく。そして、第 6 図に示す転流条件において、バイアス状態による補正のほかに B の転流条件では  $T_d(i)$  減算し、C の転流条件では  $T_d(i)$  加算するパルス幅の補正を行えばよい。

この場合の電流の検出方法は、第 1 図に示すように、直流電流検出器 9 の帰還値  $I_d$  を制御装置 13、14 に入力することで検出できる。

また、電流の検出方法は、上記の方法に限定することなく、電力変換器を構成するコンバータの入力側(交流側)又は出力側、インバータの入力側又は出力側(交流側)の少なくとも1箇所の電流の大きさを検出するようにしてもよい。

また、パルスパターンパルス幅の補正值 $T_H$ はトランジスタに流れる電流の大きさにより定められるようにしてもよい。

また、上記パルス幅の補正は、電力変換主回路を構成するコンバータ2とインバータ3の少なくとも一方の制御装置に適用しても、出力電圧、電流の正弦波化に効果がある。

(発明の効果)

以上説明したように、本発明によれば、次の効果が得られる。

(1) 転流される一のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子の

ターンオフ時間分減算補正していることから、前記一のスイッチング素子のオン時間を真のPWMパルスのパルス幅に一致させることができる。

また、転流される一のスイッチング素子とその転流時に逆バイアスにあり、該スイッチング素子の次に転流される他のスイッチング素子とその転流時に順バイアスにあるときは、前記一のスイッチング素子のオンパルス幅を該スイッチング素子のターンオフ時間分加算補正していることから、前記他のスイッチング素子のオン時間を真のPWMパルスのパルス幅に一致させることができる。

これにより、生成されたPWMパルス列のパルス幅に一致させてスイッチング素子が駆動されるので、リップルなどの少ない所望の正弦波状の出力電圧、電流、または直流電圧、電流をうることができる。

(2) 本発明を誘導電動機の制御装置に適用したものにすれば、出力電圧のリップルが少ないので、トルクリップルの少ない制御を行なうことができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

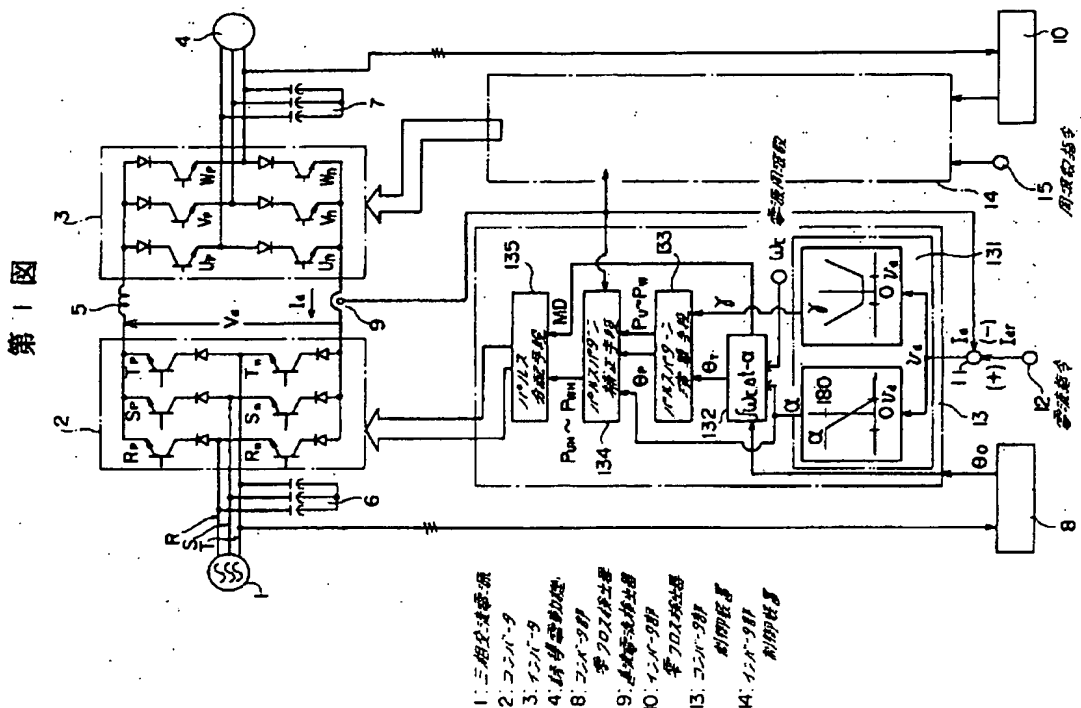
第1図は本発明の電力変換装置の一実施例を示す全体構成図、第2図は総合位相指令と制御モードの関係の説明図、第3図はパルスパターン演算手段におけるPWMパルスパターン生成原理の説明図、第4図はパルス分配手段におけるパルス分配方法を示す説明図、第5図はパルス分配処理によってトランジスタに割り当てられる正弦波PWMパルスの説明図、第6図はトランジスタの転流条件の説明図、第7図はコンバータを構成するトランジスタに加わる電圧状態の説明図、第8図は従来方式のパルスパターンにより駆動されるトランジスタのオン期間の説明図、第9図はパルスパターン補正手段におけるパルス幅の補正方法の説明図、第10図はパルスパターン補正処理手順を示すフローチャート、第11図はパルスパターン補正処理後のパルスパターンにより駆動されるトランジスタのオン期間説明図である。

符号の説明

1…三相交流電源、2…コンバータ、3…イン

バータ、4…誘導電動機、8, 10…電圧零クロス検出器、9…直流電流検出器、13…コンバータ制御装置、14…インバータ制御装置、133…パルスパターン演算手段、134…パルスパターン補正手段、135…パルス分配手段、 $\theta_T$ …総合位相指令、 $\theta_P$ …パルスパターン位相指令、 $P_U, P_V, P_W$ …パルスパターン、 $P_{UH}, P_{VH}, P_{WH}$ …補正後のパルスパターン、MD…制御モード、 $T_H$ …パルス幅の補正值、 $R_P, S_P, T_P, R_N, S_N, T_N$ …コンバータのトランジスタ、 $U_P, V_P, W_P, U_N, V_N, W_N$ …インバータのトランジスタ。

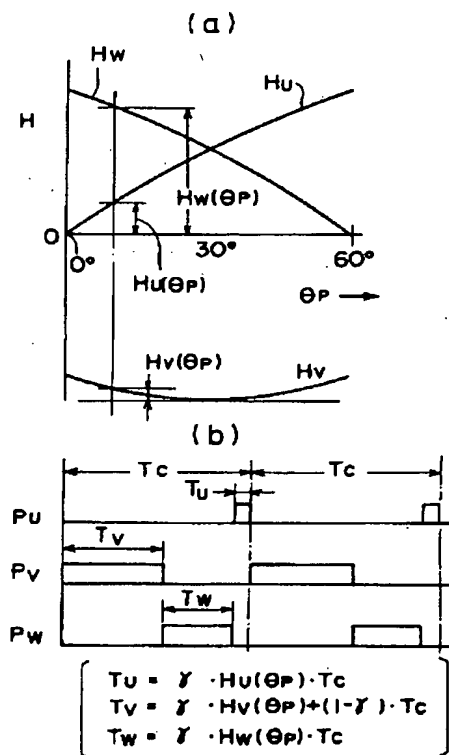
代理人 鶴 沼 辰 之



第 2 図

電圧位相指令の範囲	制御モード (MD)	パルス幅変調の指令 (θP)
$0^\circ \leq \theta_T < 60^\circ$	M1	$\theta_T$
$60^\circ \leq \theta_T < 120^\circ$	M2	$\theta_T - 60^\circ$
$120^\circ \leq \theta_T < 180^\circ$	M3	$\theta_T - 120^\circ$
$180^\circ \leq \theta_T < 240^\circ$	M4	$\theta_T - 180^\circ$
$240^\circ \leq \theta_T < 300^\circ$	M5	$\theta_T - 240^\circ$
$300^\circ \leq \theta_T < 360^\circ$	M6	$\theta_T - 300^\circ$

第 3 図

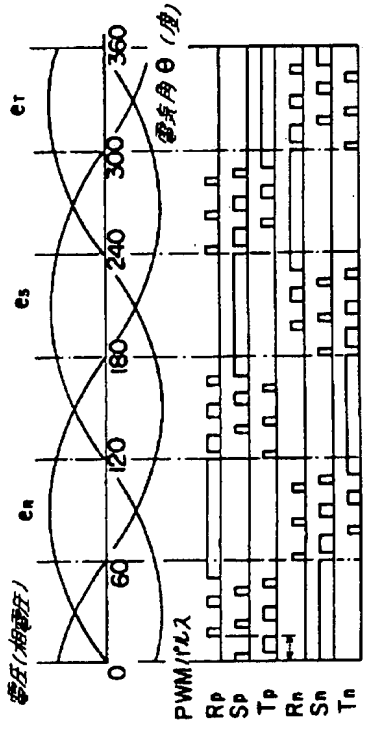


第 4 図

逆起電力 ( $E_T$ ) ノイズ ノイズ	0°	60°	120°	180°	240°	300°	360°
	M1	M2	M3	M4	M5	M6	
RP	Pu	オン	Pw	オフ	Pv	オフ	
SP	Pv	オフ	Pu	オン	Pw	オフ	
TP	Pw	オフ	Pv	オフ	Pu	オン	
Rn	オフ	Pv	オフ	Pu	オン	Pw	
Sn	オン	Pw	オフ	Pv	オフ	Pu	
Tn	オフ	Pu	オン	Pw	オフ	Pv	

\* パルスパターンの出力順序は  
Pv, Pw, Pu とする。

第 5 図

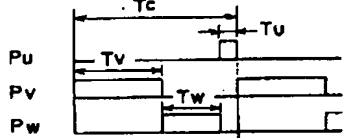


第 6 図

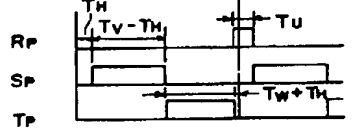
	駆動条件		パルス幅の 調整	パルス幅の 調整
	オン ノイズ	オフ ノイズ		
A	順バイアス	順バイアス	——	調整なし
B	順バイアス	逆バイアス	増大 (+TH)	減小 (-TH)
C	逆バイアス	順バイアス	減小 (-TH)	増大 (+TH)
D	逆バイアス	逆バイアス	——	調整なし

第 8 図

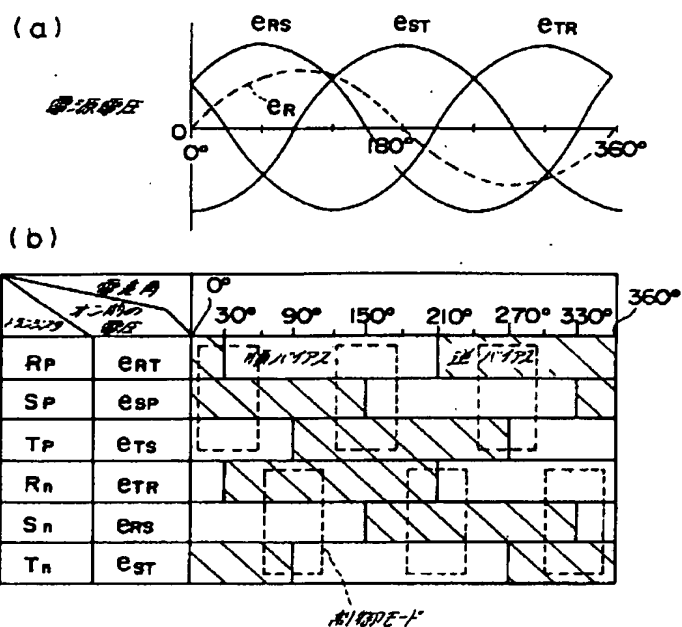
(a) パルスパターン



(b) ノイズパターンの  
オン期間  
(電圧 0 ~ 30%)



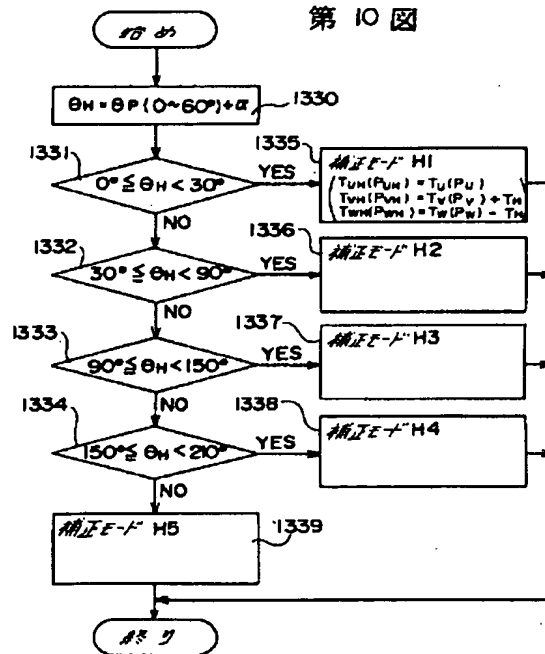
第 7 図



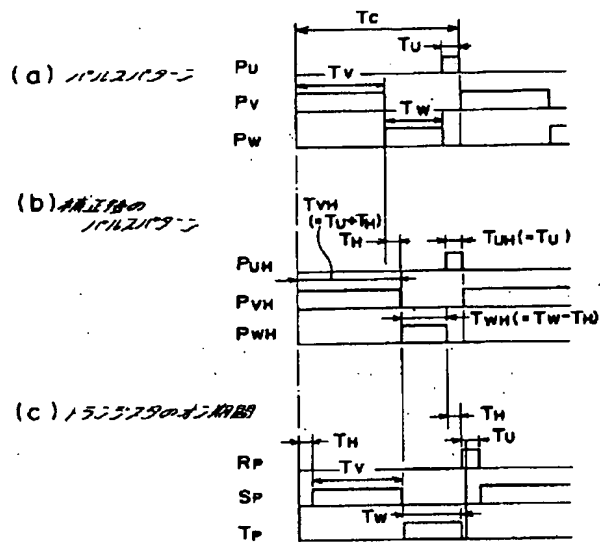
第 9 図

$\theta_H$ 補正モード 1/4 1/8	0°	30°	90°	150°	240° 210°
	H1	H2	H3	H4	H5
Pu	—	1/8 算		—	加算
Pv		加算	—	1/8 算	
Pw	加算	—	1/8 算		—

第 10 図



第 11 図



第 1 頁の続き

⑦発 明 者	稲 葉	博 美	茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
⑦発 明 者	安 藤	武 喜	東京都千代田区神田錦町1丁目6番地 日立エレベータサービス株式会社内
⑦発 明 者	紺 屋	雅 宏	東京都千代田区神田錦町1丁目6番地 日立エレベータサービス株式会社内
⑦発 明 者	大 内	尚 之	茨城県日立市幸町3丁目2番1号 日立エンジニアリング株式会社内